



**Espacenet**

# Bibliographic data: RU 2192094 (C1)

## METHOD FOR COHERENT STAGGERED SIGNAL TRANSMISSION

**Publication date:** 2002-10-27  
**Inventor(s):** GARMONOV A V; KARPITSKIY JU E; SAVINKOV A JU +  
**Applicant(s):** GARMONOV ALEKSANDR VASIL EVICH ±  
**Classification:**  
     - international: H04B7/005; (IPC1-7): H04B7/005  
     - European:  
**Application number:** RU20010103479 20010205  
**Priority number(s):** RU20010103479 20010205

## Abstract of RU 2192094 (C1)

radio engineering; radio communication systems. SUBSTANCE: method includes generation of N staggering channels and N pilot signals on sending end; data signal is transmitted through all staggering channels and pilot signal is passed through respective staggering channels; on receiving end transfer functions of staggering channels are estimated using transmitted pilot signals; using estimates obtained data signal transmitted through each staggering channel is pre-distorted on sending end. EFFECT: enhanced efficiency of signal transmission at frequency-selective signal fading. 7 cl, 6 dwg

Last updated: 26.04.2011    Worldwide Database    5.7.23; 92p



(19) RU (11) 2 192 094 (13) C1  
(51) МПК<sup>7</sup> H 04 B 7/005

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО  
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

(21), (22) Заявка: 2001103479/09, 05.02.2001

(24) Дата начала действия патента: 05.02.2001

(46) Дата публикации: 27.10.2002

(56) Ссылки: EP 0061582 A2, 06.10.1982. RU 2114508 C1, 27.06.1998. EP 0131725 A2, 23.01.1985. EP 0336247 A2, 11.10.1989. WO 97/15126 A1, 24.04.1997.

(98) Адрес для переписки:  
394077, г.Воронеж, Московский пр-т, 97, ЗАО  
"Кодифон", В.А.Фурсовой

(71) Заявитель:  
Гармонов Александр Васильевич

(72) Изобретатель: Гармонов А.В.,  
Карпитский Ю.Е., Савинков А.Ю.

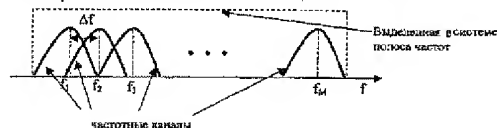
(73) Патентообладатель:  
Гармонов Александр Васильевич

(54) СПОСОБ КОГЕРЕНТНОЙ РАЗНЕСЕННОЙ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛА

(57) Реферат:

Изобретение относится к области радиотехники и может использоваться в системах радиосвязи. Способ когерентной разнесенной передачи сигнала заключается в том, что на передающей стороне формируют N каналов разнесения, формируют N пилот-сигналов, передают информационный сигнал через все каналы разнесения, а пилот-сигналы - по соответствующим каналам разнесения, на приемной стороне оценивают передаточные функции каналов разнесения с использованием переданных пилот-сигналов, на передающей стороне в соответствии с полученными результатами оценок

осуществляют предискажение информационного сигнала, передаваемого через каждый канал разнесения. Достижимый технический результат - повышение эффективности передачи сигнала в системе радиосвязи при частотно-селективных замираниях сигнала. 6 з.п. ф-лы, 6 ил.



Фиг. 1

RU 2 192 094 C1

RU 2 192 094 C1



(19) **RU** (11) **2 192 094** (13) **C1**  
(51) Int. Cl. 7 **H 04 B 7/005**

RUSSIAN AGENCY  
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21), (22) Application: 2001103479/09, 05.02.2001  
(24) Effective date for property rights: 05.02.2001  
(46) Date of publication: 27.10.2002  
(98) Mail address:  
394077, g.Voronezh, Moskovskij pr-t, 97, ZAO  
"Kodofon", V.A.Fursovoj

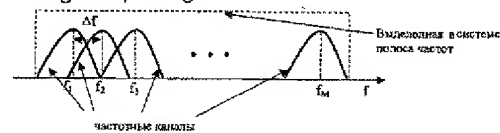
(71) Applicant:  
Garmonov Aleksandr Vasil'evich  
(72) Inventor: Garmonov A.V.,  
Karpitskij Ju.E., Savinkov A.Ju.  
(73) Proprietor:  
Garmonov Aleksandr Vasil'evich

(54) **METHOD FOR COHERENT STAGGERED SIGNAL TRANSMISSION**

(57) Abstract:

FIELD: radio engineering; radio communication systems. SUBSTANCE: method includes generation of N staggering channels and N pilot signals on sending end; data signal is transmitted through all staggering channels and pilot signal is passed through respective staggering channels; on receiving end transfer functions of staggering channels are estimated using transmitted pilot signals; using estimates obtained data signal transmitted through each staggering

channel is pre-distorted on sending end. EFFECT: enhanced efficiency of signal transmission at frequency-selective signal fading. 7 cl, 6 dwg



Фиг. 1

RU 2 192 094 C1

RU 2 192 094 C1

Изобретение относится к области радиотехники, к способу организации разнесенной передачи сигнала в системе радиосвязи, в частности в системе радиосвязи с множественным доступом.

Для радиосвязи в условиях городской застройки или пересеченной местности характерно многолучевое распространение сигнала, приводящее к замираниям сигнала на приемной стороне, в том числе и к частотно-селективным замираниям. Замирания значительно ухудшают качество приема сигнала, при этом в системах передачи информации возрастает вероятность ошибок, и снижается скорость передачи информации.

Поэтому необходимо создавать такие способы передачи сигнала, которые снижают влияние замирания на качество радиосвязи. Наиболее эффективным способом борьбы с замираниями является организация разнесенных каналов передачи (в которых передаваемый сигнал претерпевает статистически независимые искажения [1, Microwave Mobile Communications/Edited by William C. Jakes. IEEE Press. NY, 1994]) и передача данных по этим разнесенным каналам.

Известны способы когерентной разнесенной передачи сигнала, называемые Retransmission Diversity [1]. Передача сигнала согласно этим способам осуществляется с N пространственно разнесенных передающих антенн. При этом на передающей стороне известны комплексные коэффициенты передачи сигналов между передающими антеннами и приемной антенной. Эта информация используется для максимизации отношения сигнал-шум (ОСШ) в приемной антенне посредством оптимальной установки амплитуды и фазы передаваемого сигнала в каждой передающей антенне. Рассматриваются два основных способа получения требуемой информации о канале распространения. В первом способе в системе связи реализован временной дуплекс. Поэтому оценка канала распространения формируется при приеме сигнала на указанные N антенн. Во втором способе используется частотный дуплекс, но полосы частот прямого и обратного каналов передачи сигнала располагаются близко друг к другу с тем, чтобы каналы распространения в прямом и обратном направлениях были сильно коррелированными. В этом случае за оценку прямого канала также берется оценка обратного канала.

В современных системах связи обычно используется частотный дуплекс и применяются достаточно широкополосные сигналы. Поэтому устранение взаимного влияния сигналов в прямом и обратном каналах требует обеспечения значительного частотного разнеса между этими каналами. Указанные факторы исключают практическую реализацию способа Retransmission Diversity [1].

Для многолучевых каналов связи известно техническое решение [2, "Pre-RAKE diversity combining in time division duplex CDMA mobile communications", IEEE, 1995 г., 0-7803-3002-1/95 431-435], заключающееся в том, что предназначенный для передачи информационный сигнал предусматривается

таким образом, чтобы компенсировать его искажения в многолучевом канале. В результате принимаемый сигнал является однолучевым и обрабатывается простым однолучевым приемником. Это особенно актуально для прямого канала, поскольку на абонентской станции не требуется использование сложного в реализации многолучевого (Rake) приемника. Для реализации указанного способа передачи сигнала на передающей стороне требуется оценка канала распространения. Поэтому авторы предлагают свой способ для систем связи с временным дуплексом, где получение такой оценки не представляет больших затруднений.

Наиболее близким техническим решением к заявляемому способу разнесенной передачи сигнала является способ, описанный в проекте стандарта 3GPP [3; 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical Layer procedures (FDD), 3G TS 25.214 v.3.3.0 (2000-06), p. p. 29-31, электронная версия <http://www.3gpp.org>]. Способ-прототип используется в прямом канале (направление связи от базовой станции к мобильной станции) системы связи 3GPP заключается в том, что:

на передающей стороне формируют два пространственно разнесенных канала передачи сигнала, для каждого пространственно разнесенного канала передачи сигнала формируют соответствующий этому каналу пилот-сигнал таким образом, чтобы сформированные пилот-сигналы были взаимно ортогональны, формируют информационный сигнал, ортогональный пилот-сигналам, и передают его через два пространственно разнесенных канала передачи сигнала одновременно с пилот-сигналами;

на приемной стороне формируют оценку фазового сдвига, которую необходимо внести в сигнал, передаваемый через второй пространственно разнесенный канал передачи сигнала для того, чтобы максимизировать отношение сигнал-помеха на приемной стороне, или оценку фазового сдвига и амплитудного множителя (коэффициента), которые необходимо внести в сигнал, передаваемый через второй пространственно разнесенный канал передачи сигнала для того, чтобы максимизировать отношение сигнал-помеха на приемной стороне, полученные оценки сообщают на передающую сторону;

на передающей стороне корректируют сигнал, передаваемый по второму пространственно разнесенному каналу передачи сигнала в соответствии с полученными оценками.

Указанное изобретение может использоваться в системах связи с частотным дуплексом благодаря наличию обратной связи, по которой передается оценка прямого канала с мобильной станции (МС) на базовую станцию (БС).

Недостатком способа-прототипа является низкая эффективность работы при частотно-селективных замираниях сигнала. На передающей стороне все компоненты спектра передаваемого сигнала получают одинаковые амплитудно-фазовые коррекции, в то время как амплитудно-фазовые

искажения различных участков спектра принимаемого сигнала различаются ввиду частотно-селективного характера замираний. Поэтому в способе-прототипе невозможно обеспечить оптимальное когерентное сложение в точке приема копий информационного сигнала, переданных по разнесенным каналам, одновременно для всех спектральных компонент информационного сигнала.

Задача, на решение которой направлено заявляемое изобретение, - повышение эффективности передачи сигнала в системе радиосвязи при частотно-селективных замираниях сигнала.

Поставленная задача решается путем использования заявляемого способа когерентной разнесенной передачи сигнала.

Заявляемый способ когерентной разнесенной передачи сигнала заключается в том, что:

на передающей стороне формируют N каналов разнесения,

формируют N пилот-сигналов и назначают каждому каналу разнесения свой пилот-сигнал,

передают информационный сигнал через все каналы разнесения, а пилот-сигналы - по соответствующим каналам разнесения,

на приемной стороне оценивают передаточные функции каналов разнесения с использованием переданных пилот-сигналов, передают результаты оценки передаточных функций каналов разнесения на передающую сторону,

на передающей стороне в соответствии с полученными результатами оценок осуществляют предвысказание информационного сигнала, передаваемого через каждый канал разнесения таким образом, чтобы максимизировать качество приема информационного сигнала на приемной стороне.

Причем пилот-сигналы каналов разнесения и информационный сигнал являются взаимно ортогональными.

Возможны различные способы формирования пилот-сигналов.

Пилот-сигналы каналов разнесения и информационный сигнал могут, например, занимать одну и ту же полосу частот.

Пилот-сигнал каждого канала разнесения может представлять собой совокупность узкополосных пилот-сигналов, распределенных по полосе частот, занимаемой информационным сигналом.

Пилот-сигнал каждого канала разнесения может представлять собой совокупность узкополосных пилот-сигналов, распределенных по полосе частот, выделенной системе радиосвязи, при этом полоса частот разделяется между узкополосными пилот-сигналами различных каналов разнесения и информационным сигналом.

Операция предвысказания информационного сигнала может быть выполнена различным образом.

Например, для осуществления предвысказания информационного сигнала разбивают полосу частот информационного сигнала на M примыкающих частотных полос, осуществляют фильтрацию информационного сигнала в каждой частотной полосе, образуя M фильтрованных информационных сигналов,

корректируют фазу и амплитуду каждого фильтрованного информационного сигнала в соответствии с результатами оценки передаточной функции соответствующего канала разнесения, образуя скорректированные фильтрованные информационные сигналы, которые затем суммируют.

Или, например, для осуществления предвысказания информационного сигнала осуществляют прямое преобразование Фурье над информационным сигналом, результат преобразования перемножают с функцией, комплексно сопряженной с передаточной функцией соответствующего канала разнесения, и осуществляют обратное преобразование Фурье.

Под передаточной функцией (или частотным коэффициентом передачи) линейной системы в литературе [4, Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Москва, "Советское радио". 1977, с. 176-177], [5, С.И. Баскаков. Радиотехнические цепи и сигналы, М., "Высшая школа, 1988 г., с. 211-212] понимается комплексная функция, равная частному спектральных плотностей выходного и входного сигналов линейной системы.

Сопоставительный анализ заявляемого способа с прототипом показывает, что заявляемый способ существенно отличается от прототипа.

Общими признаками заявляемого способа и прототипа является формирование N каналов разнесения на передающей стороне и наличие обратной связи с приемной стороны, которая служит для коррекции параметров информационного сигнала, передаваемого через различные каналы разнесения, с целью улучшения качества приема информационного сигнала.

Отличительными признаками заявляемого способа и прототипа являются следующие признаки:

на приемной стороне оценивают передаточные функции каналов разнесения с использованием переданных пилот-сигналов, передают результаты оценки передаточных функций каналов разнесения на передающую сторону,

на передающей стороне в соответствии с полученными результатами оценок осуществляют предвысказание информационного сигнала, передаваемого через каждый канал разнесения, таким образом, чтобы максимизировать качество приема информационного сигнала на приемной стороне.

Новизна и преимущество заявляемого способа когерентной разнесенной передачи сигнала заключаются в учете частотно-селективного характера замираний сигнала посредством оптимизации разнесенной передачи внутри полосы частот, занимаемой информационным сигналом.

Перечисленные отличительные признаки обеспечивают заявляемому способу по сравнению с прототипом соответствие критерию "новизна".

Сравнение заявляемого изобретения с другими техническими решениями, известными в данной области техники, не позволило выявить признаки, определенные как отличительные.

Совокупность отличительных признаков

при реализации в заявляемом способе когерентной разнесенной передачи сигнала позволяет значительно повысить помехоустойчивость и пропускную способность системы радиосвязи.

Следовательно, заявляемое изобретение отвечает критериям изобретения "существенные отличия", "неочевидность" и отвечает изобретательскому уровню.

В зависимых пунктах формулы приведены примеры выполнения основных операций заявляемого способа, раскрытие которых позволяет лучше понять практическую реализацию способа.

Описание изобретения поясняется графическими материалами.

Фиг.1 иллюстрирует разбиение выделенного в системе радиосвязи полосы частот на частотные каналы, где  $f_1, f_2, \dots, f_M$  - центральные частоты частотных каналов.

На фиг. 2 приведен пример распределения информационных и пилот-символов по частотным каналам.

Фиг.3 иллюстрирует пример реализации заявляемого способа когерентной разнесенной передачи на устройствах передающей и приемной стороны (пример реализации заявляемого устройства для системы OFDM).

Фиг. 4 иллюстрирует пример реализации заявляемого способа когерентной разнесенной передачи на устройствах передающей и приемной стороны (пример реализации заявляемого устройства для системы CDMA).

На фиг.5 показан блок предсказания информационного сигнала для системы CDMA.

На фиг. 6, позиция "а", показан случай, когда значения передаточных функций двух каналов разнесения, соответствующие одинаковой частоте, расположены в одной полуплоскости на плоскости комплексного переменного; позиция "б" - случай, когда значения передаточных функций двух каналов разнесения, соответствующие одинаковой частоте, расположены в разных полуплоскостях на плоскости комплексного переменного.

Устройства передающей и приемной стороны (фиг.3) содержат:

на передающей стороне:  $M$  частотных каналов  $1_1-1_M$ , генератор поднесущих частот 2, первый 3 и второй 4 сумматоры, блок коррекции 5, две передающие антенны  $6_1-6_2$  и две приемные антенны  $7_1-7_2$ , первые входы частотных каналов  $1_1-1_M$  являются информационными входами и образуют входы устройства, вторые их входы соединены с соответствующими им выходами генератора поднесущих частот 2, первые выходы частотных каналов  $1_1-1_M$  соединены с соответствующими им первыми входами первого 3 сумматора, вторые выходы частотных каналов  $1_1-1_M$  соединены с соответствующими им вторыми входами второго сумматора 4, выходы первого 3 и второго 4 сумматоров соединены соответственно с первой  $6_1$  и второй  $6_2$  передающими антеннами, первая  $7_1$  и вторая  $7_2$  приемные антенны соединены соответственно с первым и вторым входами блока коррекции 5, выходы которого соединены с третьими входами  $M$  частотных

каналов  $1_1-1_M$ ; каждый частотный канал содержит первый 8, второй 9 и третий 10 перемножители, первые входы первого 8 и второго 9 перемножителей объединены, образуя первый вход частотного канала, вторые входы первого 8 и второго 9 перемножителей объединены, образуя второй вход частотного канала, выход первого 8 перемножителя образует первый выход частотного канала, выход второго 9 перемножителя 9 соединен с первым входом третьего перемножителя 10, второй вход которого образует третий вход частотного канала, выход третьего перемножителя 10 является вторым выходом частотного канала;

на приемной стороне: приемную антенну 11, демодулятор 12, блок оценки 13, блок обратной связи 14 и передающую антенну 15, приемная антенна 11 соединена с первым входом демодулятора 12 и входом блока оценки 13, первый выход блока оценки 13 соединен со вторым входом демодулятора 12, выход которого является выходом устройства, второй выход блока оценки 13 соединен со входом блока обратной связи 14, выход которого соединен с передающей антенной 15.

Устройства передающей и приемной стороны (фиг.4) содержат:

на передающей стороне:  $K$  ветвей разнесенной передачи сигнала  $K$  пользователей  $15_1-15_K$ , каждая ветвь разнесенной передачи сигнала пользователя содержит  $N$  блоков предсказания информационного сигнала  $16_1-16_K$ , генератор пилот-сигналов 17,  $N$  сумматоров  $3_1-3_N$ , блок коррекции 5,  $N$  передающих антенн  $6_1-6_N$  и  $N$  приемных антенн  $7_1-7_N$ , первые входы ветвей разнесенной передачи сигнала пользователей  $15_1-15_K$  являются информационными входами и образуют входы устройства, вторые их входы соединены с соответствующими им выходами блока коррекции 5, выходы ветвей разнесенной передачи сигнала пользователей  $15_1-15_K$  соединены с соответствующими им первыми входами  $N$  сумматоров  $3_1-3_N$ , вторые входы сумматоров  $3_1-3_N$  соединены с соответствующими им выходами генератора пилот-сигналов 17, выход каждого сумматора  $3_1-3_N$  соединен со входом соответствующей ему передающей антенны  $6_1-6_N$ , приемные антенны  $7_1-7_N$  соединены со входами блока коррекции 5,

причем первые входы блоков предсказания информационного сигнала  $16_1-16_N$  в каждой ветви разнесенной передачи сигнала пользователя объединены, образуя первый вход этой ветви, вторые входы блоков предсказания информационного сигнала  $16_1-16_N$  образуют вторые входы в каждой ветви, а выходы блоков предсказания информационного сигнала  $16_1-16_N$  являются выходами соответствующих ветвей разнесенной передачи сигнала пользователя,

на приемной стороне: приемную антенну 11, демодулятор 12, блок оценки 13, блок обратной связи 14 и передающую антенну 15, приемная антенна 11 соединена с первым входом демодулятора 12 и входом блока

оценки 13, первый выход блока оценки 13 соединен со вторым входом демодулятора 12, выход которого является выходом устройства, второй выход блока оценки 13 соединен со входом блока обратной связи 14, выход которого соединен с передающей антенной 15.

На фиг.5 приведен пример выполнения блока предсказания информационного сигнала 16, который содержит  $M$  фильтров  $18_1-18_M$ ,  $M$  перемножителей  $19_1-19_M$  и сумматор 20, причем входы  $M$  фильтров объединены  $18_1-18_M$ , образуя вход блока предсказания информационного сигнала 16, выход каждого фильтра  $18_1-18_M$  соединен с первым входом соответствующего ему перемножителя  $19_1-19_M$ , на вторые входы перемножителей  $19_1-19_M$  поступают значения передаточной функции блока предсказания информационного сигнала, соответствующие центральным частотам фильтров, выходы  $M$  перемножителей  $19_1-19_M$  соединены с соответствующими им входами сумматора 20, выход которого является выходом блока предсказания информационного сигнала 16.

Рассмотрим примеры реализации заявляемого изобретения в системах связи, использующих OFDM [6, Richard van Nee, Ramjee Prasad. OFDM for wireless Multimedia Communications] принцип разделения каналов и в системах CDMA.

Вначале рассмотрим применение заявленного изобретения в системах с OFDM. Системе радиосвязи множественного доступа, включающей по крайней мере одну БС и один абонентский терминал (АТ), выделена полоса частот шириной  $F$ . Выделенную полосу частот разбивают на  $M$  частотных полос так, как, например, показано на фиг.1, где  $f_1, f_2, \dots, f_M$  - центральные частоты частотных полос. Как видно из фиг.1, частотные полосы пересекаются, что обеспечивает эффективное использование выделенной полосы частот.

На БС формируется поток информационных символов, который требуется передать абонентским терминалам. При этом либо весь информационный поток может передаваться каждой абонентской станции, либо различные части потока могут передаваться различным абонентским терминалам. Передаваемые символы в общем случае являются комплексными, что соответствует квадратурным видам модуляции.

В течение длительности одного символа  $T$  через  $M$  частотных полос одновременно может передаваться  $M$  символов (частотные каналы  $1-1_M$  на фиг.3). Длительность символа и ширина частотной полосы должны удовлетворять условию

$$= k \frac{1}{\Delta f}, \quad (1)$$

где  $\Delta f = f_{i+1} - f_i$ ;  $i = 1, 2, \dots, M-1$ ;  $k \in \mathbb{Z}$ .

В этом случае при приеме символов будут отсутствовать взаимные помехи между ними.

Для организации разнесения в прямом канале на передающей стороне формируется  $N$  каналов разнесения. Каналы разнесения могут, например, быть сформированы посредством организации передачи сигнала через  $N$  разнесенных передающих антенн. При этом можно использовать пространственно разнесенные антенны или

антенны с разной поляризацией. Для примера положим  $N=2$ . В заявляемом изобретении осуществляется когерентная передача информационного сигнала через  $N$  каналов разнесения ( $6_1-6_2$  на фиг.3). Для осуществления когерентной передачи на передающей стороне требуется знать передаточные функции каналов разнесения. В системах связи с частотным дуплексом оценка указанных передаточных функций возможна только на приемной стороне. В заявляемом изобретении эта оценка формируется на приемной стороне (на абонентском терминале) с использованием ортогональных пилот-сигналов, передаваемых через различные каналы разнесения, и затем передается на передающую сторону (БС).

На передающей стороне осуществляется предсказание информационного сигнала посредством фазовой или амплитудно-фазовой коррекции информационного сигнала в частотных каналах  $1-1_M$  в одном из каналов разнесения (например, во втором) таким образом, чтобы максимизировать отношение сигнал-помеха на приемной стороне.

В рассматриваемом примере реализации изобретения пилот-сигналы реализуются посредством передачи пилот-символов в части частотных полос. Причем половина пилот-символов передается через первый канал разнесения, а вторая половина - через второй канал разнесения.

На приемной стороне непосредственная оценка передаточных функций каналов разнесения может быть осуществлена только в тех частотных полосах, по которым передаются пилот-символы соответствующих каналов разнесения. Оценка целиком передаточных функций обоих каналов разнесения может быть получена посредством интерполяции указанных прямых оценок, например, с помощью метода гауссовской интерполяции, пример использования которого приведен в [7, S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communications," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 42, pp. 137-146, May 1993]. В этой связи пилот-символы должны быть равномерно распределены в выделенной полосе частот с интервалом, который позволяет осуществлять интерполяцию прямых оценок на приемной стороне. Пример распределения информационных и пилот-символов по частотным каналам показан на фиг.2.

Рассмотрим пример обработки переданного сигнала на приемной стороне (фиг.3).

Назовем групповым символом  $M$  символов, которые одновременно передаются через  $M$  частотных полос, и обозначим его  $a$ . Часть символов группового символа являются информационными символами, остальные символы являются пилот-символами первого и второго каналов разнесения. Информационную и пилотные части группового символа обозначим как  $a_d$ ,  $a_{p1}$  и  $a_{p2}$  соответственно ( $a_d, a_{p1}, a_{p2} \in a$ ).

После преобразования входного сигнала на низкую частоту входной квадратурный (комплексный) сигнал на интервале длительности одного группового символа

([0;T]) имеет следующий вид:

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^M A_i e^{j\varphi_i} a_i e^{j2\pi f_i t} + \dot{n}(t), \quad (2)$$

где  $A_i$ ,  $\varphi_i$  - амплитуда и фаза сигнала в  $i$ -ой частотной полосе;  $\dot{n}(t)$  - помеха, например, аддитивный белый гауссовский шум с двусторонней спектральной плотностью мощности  $N_0/2$ ;  $a_i$  - символ,

передаваемый в  $i$ -ой частотной полосе.

На приемной стороне осуществляется разделение входного сигнала на сигналы различных частотных полос. В результате формируется  $M$  решающих

величин  $\dot{x}_i$ , каждая из которых содержит

информацию только об одном символе (который передавался в соответствующей частотной полосе)

$$\dot{x}_i = \frac{1}{T} \int_0^T \dot{x}(t) e^{-j2\pi f_i t} dt = A_i e^{j\varphi_i} a_i + \dot{n}_i, \quad i = \overline{1, M}. \quad (3)$$

Внутренняя структура решающих величин, соответствующих переданным информационным символам, имеет вид

$$\dot{x}_i = \left( A_{1i} e^{j\varphi_{1i}} + A_{2i} e^{j\varphi_{2i}} A_{1i} e^{j\Delta\varphi_i} \right) a_i + \dot{n}_i, \quad a_i \in a_1, \quad (4)$$

где  $A_{1i}$ ,  $\varphi_{1i}$  - амплитуда и фаза сигнала, пришедшего в точку приема через первый канал разнесения (от первой передающей антенны), в  $i$ -ой частотной полосе;  $A_{2i}$ ,  $\varphi_{2i}$  - амплитуда и фаза сигнала, пришедшего в точку приема через второй канал разнесения (от второй передающей антенны), в  $i$ -ой частотной полосе;  $j\Delta\varphi_i$  - комплексный

$$A_{1i} e^{j\Delta\varphi_i}$$

весовой коэффициент, корректирующий фазу и амплитуду сигнала, передаваемого через вторую антенну, в  $i$ -ой частотной полосе;

внутренняя структура решающих величин, соответствующих переданным пилот-символам первого канала разнесения, имеет вид

$$\dot{x}_i = A_{1i} e^{j\varphi_{1i}} a_i + \dot{n}_i, \quad a_i \in a_{p1}, \quad (5)$$

внутренняя структура решающих величин, соответствующих пилот-символам второго канала разнесения, имеет вид

$$\dot{x}_i = A_{2i} e^{j\varphi_{2i}} a_i + \dot{n}_i, \quad a_i \in a_{p2}, \quad i = \overline{1, M}. \quad (6)$$

На приемной стороне осуществляется оценка передаточных функций первого и второго каналов разнесения. Для этого сначала формируются прямые оценки передаточных функций в тех частотных полосах, по которым передавались пилот-символы соответствующих каналов разнесения (выражения (5) и (6)). Затем посредством интерполяции полученных прямых оценок формируется оценка всей передаточной функции каждого канала разнесения. В результате амплитуды и фазы

сигналов в частотных полосах  $A_{1i}$ ,  $\varphi_{1i}$  и  $A_{2i}$ ,  $\varphi_{2i}$  являются известными.

На передающую сторону по обратному каналу передаются значения коэффициентов, используемых для коррекции фазы  $\Delta\varphi_i$  и амплитуды  $\Delta A_i$  информационного сигнала (предысказания информационного сигнала) в различных частотных полосах во второй антенне (см. фиг.2). В общем случае эти коэффициенты равны

$$\Delta A_i e^{j\Delta\varphi_i} = \frac{A_{2i} e^{j\varphi_{2i}}}{A_{1i} e^{j\varphi_{1i}}}. \quad (7)$$

Таким образом, цель фазовой коррекции информационного сигнала, передаваемого через вторую антенну, заключается в обеспечении когерентного суммирования информационного сигнала, пришедшего по двум каналам разнесения, в точке приема. Амплитудная коррекция обеспечивает передачу большей части энергии информационного сигнала по каналу разнесения с меньшим затуханием сигнала и меньшей части по каналу разнесения с большим затуханием сигнала. В результате указанной амплитудно-фазовой коррекции максимизируется отношение сигнал-шум на входе приемника.

Заметим, что не обязательно передавать значение корректирующего коэффициента для каждой частотной полосы. Это значение может быть передано только для части частотных полос, а корректирующие коэффициенты для остальных частотных полос могут быть получены посредством интерполяции имеющихся коэффициентов.

Оценки информационных символов на приемной стороне формируются в соответствии с выражением

$$\hat{a}_k = R \left( \frac{\dot{x}_i}{A_{1i} e^{j\varphi_{1i}} + A_{2i} e^{j\varphi_{2i}} \Delta A_i e^{j\Delta\varphi_i}} \right), \quad (8)$$

где  $R(\cdot)$  - решающее правило, в соответствии с которым по решающей статистике (аргументу) выносится решение в пользу того или иного переданного символа, принадлежащего алфавиту символов  $\Omega$  на передающей стороне (например, для двоичной фазовой манипуляции анализируется только знак решающей статистики).

Рассмотрим другой пример реализации заявляемого изобретения применительно к системам связи с кодовым разделением каналов (CDMA). Соответствующая структурная схема заявляемого изобретения показана на фиг.4. В системах CDMA все пользователи одновременно используют одну и ту же полосу частот для передачи информации. Разделение сигналов пользователей на приемной стороне осуществляется за счет того, что указанные сигналы представляют собой фазоманипулированные кодовые последовательности, имеющие низкую взаимную корреляцию. В качестве приемника используется коррелятор, вычисляющий корреляцию входного сигнала, в котором присутствуют сигналы всех одновременно



работающих пользователей, и сигнала пользователя. В результате сигнал принимаемого пользователя усиливается коррелятором в значительно большей степени, чем сигналы остальных пользователей. Прямой канал систем CDMA является синхронным (начало кодовых последовательностей всех пользователей выровнено), что позволяет использовать для разделения пользователей ортогональные кодовые последовательности, произведенные, например, из ансамбля ортогональных кодов Уолша.

Часть сигналов, передаваемых по прямому каналу, являются служебными и относятся ко всем пользователям. Примером служебного сигнала является пилот-сигнал, который используется, в частности, для оценки параметров (частоты, временного положения, комплексной огибающей) принимаемого сигнала.

В заявляемом изобретении передача сигнала каждого пользователя производится одновременно через N каналов разнесения, например, через N разнесенных передающих антенн ( $6_1-6_N$ ). Поэтому копии информационного сигнала распространяются через N различных каналов разнесения, прежде чем придти в точку приема и образовать суммарный информационный сигнал. Для того чтобы обеспечить на входе приемника близкое к оптимальному сложение копий информационного сигнала, прошедших по различным каналам разнесения, на передающей стороне требуется иметь оценки указанных каналов разнесения. В заявляемом изобретении эти оценки формируются на приемной стороне и затем передаются на передающую сторону. Для того чтобы требуемые оценки могли быть сформированы на приемной стороне через каждый канал разнесения должен передаваться ортогональный пилот-сигнал.

Таким образом, в заявляемом изобретении на передающей стороне формируются N ортогональных пилот-сигналов (в блоке 17) соответственно числу каналов разнесения. Для этого в системе CDMA из ансамбля кодовых последовательностей, назначаемых различным каналам передачи, должно быть выделено N кодовых последовательностей под пилот-сигналы N каналов разнесения. Количество ортогональных кодовых последовательностей заданной длины Q на БС ограничено. Обычно, может быть сформировано только Q ортогональных кодовых последовательностей длины Q. Длина кодовой последовательности влияет на скорость передачи информации с использованием этой последовательности. В общем случае, чем короче кодовая последовательность, тем с большей скоростью может передаваться информация и наоборот. Поэтому на БС короткие ортогональные последовательности являются дефицитными по сравнению с длинными. Чтобы не снижать скорости передачи данных в прямом канале в качестве пилот-сигналов, можно использовать длинные кодовые последовательности. Единственным ограничением на длину кодовой последовательности в данном случае является требование стационарности канала распространения в течение интервала

ортогональности.

В случае, когда ортогональных последовательностей недостаточно, для расширения ансамбля сигналов могут использоваться квазиортогональные последовательности, как это предусмотрено в некоторых современных стандартах связи CDMA [8, 3GPP2 C. S0002-A Physical Layer Standard for cdma 2000 Spread Spectrum Systems, June, 2000]. Квазиортогональные последовательности имеют ненулевую, но достаточно низкую взаимную корреляцию и при этом обладают значительно большим размером ансамбля, чем ортогональные последовательности.

По переданным пилот-сигналам на приемной стороне формируются оценки передаточных функций соответствующих каналов разнесения (блок оценки 13). Указанная оценка может быть осуществлена с использованием известных методов. Например, могут быть сначала оценены импульсные характеристики каналов разнесения [9, A. Hewitt, W. Lau, J. Austin, and E. Wilar, "An autoregressive approach to the identification of multipath ray parameters from field measurements," IEEE Trans. on Comm., vol.37, pp. 1136-1143, Nov. 1989], [10, J. Ehrenberg, T. Ewart, and R. Morris, "Signal processing techniques for resolving individual pulses in a multipath signal," J. Acoust. Soc. Amer., vol. 63, pp. 1861-1865, Jun. 1978], [11, Zoran Kostic, M. Ibrahim Sezan, and Edward L. Titlebaum, "Estimation of the parameters of a multipath channel using set-theoretic deconvolution," IEEE Trans. on Comm., vol. 40, No. 6, June 1992]. Передаточные функции затем могут быть получены посредством вычисления обратного преобразования Фурье от оценок импульсных характеристик.

Результаты оценки передаточных функций каналов разнесения затем передаются на передающую сторону (блок 14).

Рассмотрим теперь пример того, как полученная информация может быть использована на передающей стороне для улучшения качества приема в прямом канале.

На передающей стороне формируют N блоков предискажения информационного сигнала ( $16_1-16_N$ ) соответственно числу каналов разнесения. В каждом блоке предискажения информационного сигнала ( $16_1-16_N$ ) вносятся предискажения в спектр информационного сигнала, передаваемого через соответствующий канал разнесения таким образом, чтобы максимизировать качество приема в прямом канале.

Для понимания характера предискажений, вносимых в спектр информационного сигнала в каждом блоке предискажения информационного сигнала, проанализируем структуру информационного сигнала на входе приемника. Спектральную плотность (СП) эквивалентного видеочастотного информационного сигнала на интервале передачи одного информационного символа  $[0;T]$  можно представить в следующем виде:

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha}(t) = \dot{\mathbf{s}}(t) \sum_{i=1}^N \dot{\mathbf{g}}_i(t) \dot{\mathbf{t}}_i(t), \quad (9)$$

где  $\dot{\mathbf{x}}_{\alpha}(t)$  - СП информационного сигнала

на входе приемника;  $\dot{s}(f)$  - СП передаваемого информационного сигнала;  $\dot{i}_i(f)$ ,  $i = \overline{1, N}$  - передаточные функции блоков предсказания информационного сигнала;

$$\int_{\Delta F} \sum_{i=1}^N |\dot{i}_i(f)|^2 df = E_s$$

- суммарная энергия информационного сигнала пользователя ограничена некоторым значением  $E_s$ .

Поскольку информационный сигнал принимается на фоне аддитивной помехи (аддитивного белого гауссовского шума с двусторонней спектральной плотностью мощности  $N_0/2$ ), для максимизации качества приема необходимо максимизировать отношение сигнал-шум (ОСШ) на выходе приемника. Оптимальным приемником в данном случае является согласованный фильтр [4].

Запишем выражение для ОСШ на выходе фильтра, согласованного с сигналом (9)

$$z^2 = \frac{\left[ \int_{\Delta F} \left( \dot{s}(f) \sum_{i=1}^N \dot{i}_i(f) g_i(f) \right) \left( \dot{s}(f) \sum_{i=1}^N \dot{i}_i(f) g_i(f) \right)^* df \right]^2}{N_0 \left[ \int_{\Delta F} \left| \dot{s}(f) \sum_{i=1}^N \dot{i}_i(f) g_i(f) \right|^2 df \right]} \quad (10)$$

где  $\Delta F$  - полоса частот, занимаемая информационным сигналом.

Выражение (10) преобразуется к виду

$$z^2 = \frac{\left[ \int_{\Delta F} \left| \dot{s}(f) \right|^2 \left| \sum_{i=1}^N \dot{i}_i(f) g_i(f) \right|^2 df \right]^2}{N_0 \left[ \int_{\Delta F} \left| \dot{s}(f) \sum_{i=1}^N \dot{i}_i(f) g_i(f) \right|^2 df \right]} \quad (11)$$

Согласно неравенству Шварца

$$\left| \int_c^d f_1(x) f_2(x) dx \right|^2 \leq \int_c^d |f_1(x)|^2 dx \int_c^d |f_2(x)|^2 dx \quad (12)$$

максимум (11) обеспечивается тогда, когда

$$\dot{i}_i(f) = A g_i^*(f), \quad (13)$$

где  $A$  - постоянное число.

Условие (13) определяет передаточные функции блоков предсказания информационного сигнала. Физический смысл (13) заключается в следующем. Фазочастотные характеристики (ФЧХ) передаточных функций блоков предсказания информационного сигнала обеспечивают когерентное сложение спектральных плотностей информационного сигнала, переданного через различные каналы разнесения, на входе приемника. Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) блоков предсказания информационного сигнала обеспечивают излучение большей части энергии информационного сигнала на тех частотах его спектра, где коэффициент передачи канала распространения больше, и меньшей части энергии сигнала - там, где коэффициент передачи канала распространения меньше. Этим

обеспечивается оптимальное использование энергии передаваемого информационного сигнала.

Таким образом, энергия каждого передаваемого информационного символа  $E_s$  должна быть распределена по спектрам копий информационного сигнала, передаваемым через различные каналы разнесения, пропорционально АЧХ соответствующих блоков предсказания информационного сигнала.

При реализации заявляемого способа когерентной разнесенной передачи важно найти компромисс между объемом передаваемой с приемной на передающую сторону контрольной информации и помехоустойчивостью разнесенной передачи. Этот компромисс обусловлен тем, что, с одной стороны, чем более полная информация о передаточных функциях каналов разнесения доступна на передающей стороне, тем выше помехоустойчивость заявленного способа когерентной разнесенной передачи. С другой стороны, передача большого объема контрольной информации снижает пропускную способность обратного канала. Таким образом, важно минимизировать объем передаваемой контрольной информации при сохранении высокого качества разнесенной передачи сигнала.

В этой связи возможны различные частные технические решения в рамках заявленного общего способа когерентной разнесенной передачи.

Для уменьшения объема передаваемой информации можно использовать следующий подход. Осуществляется дискретизация передаточных функций, в результате которой передаточная функция каждого канала разнесения заменяется эквивалентным вектором отсчетов передаточной функции, взятыми с определенным интервалом

$$g_i^T = [g_i^1(f_1), g_i^1(f_2), \dots, g_i^1(f_M)]^T, \quad (14)$$

где  $g_i$  - вектор отсчетов передаточной функции  $i$ -го канала разнесения;  $\dot{g}_i(f)$  -

передаточная функция  $i$ -го канала разнесения;  $f_k$  - значение частоты, при котором берется  $k$ -ый отсчет передаточной функции;  $M$  - количество отсчетов передаточной функции.

Выбор величины интервала дискретизации осуществляется с учетом обычных требований, вытекающих из теоремы Котельникова [4]. Таким образом, на передающую сторону достаточно передавать векторы отсчетов передаточных функций каналов разнесения  $g_i$ ,  $i = \overline{1, N}$  вместо

самих передаточных функций.

Существенного снижения передаваемого объема информации можно добиться, если заметить, что ФЧХ и АЧХ передаточных функций каналов коррекции спектра сигнала имеют самостоятельное значение. При этом ФЧХ особенно значимы, поскольку влияют на характер суммирования спектральных плотностей полезного сигнала, переданного через различные каналы разнесения. Управляя только ФЧХ каналов коррекции спектра сигнала можно получить значительный выигрыш в ОСШ на приемной

стороне. Таким образом, возможно техническое решение, при котором на передающую сторону передаются только отсчеты ФЧХ передаточных функций каналов разнесения. Причем достаточно передавать значения ФЧХ по отношению к ФЧХ канала разнесения, выбранного в качестве опорного. Это позволяет передавать N-1 векторов отсчетов ФЧХ вместо N векторов. Пусть опорным, например, является первый канал разнесения. Тогда для на передающую сторону следует передавать векторы отсчетов ФЧХ каналов разнесения со второго по N-ый

$$\Phi_i^T = [\varphi_{i1}, \varphi_{i2}, \dots, \varphi_{iM}], \quad (15)$$

где

$$\varphi_{im} = \arg(G_1^*(f_m)) - \arg(G_i^*(f_m));$$

$m = \overline{1, M}; i = \overline{2, N}; \arg(\cdot)$  - функция взятия

аргумента комплексного числа.

Объем передаваемой информации можно еще более сократить, уменьшая разрядность цифрового представления передаваемых отсчетов ФЧХ каналов разнесения. Для этого заметим, что для получения выигрыша в ОСШ достаточно обеспечить такую точность ФЧХ блоков предсказания информационного сигнала, при которой еще обеспечивается сложение (а не вычитание) спектральных плотностей полезного сигнала различных каналов разнесения в точке приема. Легко убедиться, что в этом случае допустимые рассогласования в точке приема фазовых спектров полезного сигнала, переданного через любые два различных канала разнесения, могут лежать в диапазоне от 90 до 120 градусов в зависимости от соотношения амплитуд спектральных составляющих.

С учетом сказанного достаточно передавать следующую информацию. Для первого (выбранного в качестве опорного) канала разнесения ничего не передается. Для остальных каналов разнесения передаются векторы отсчетов ФЧХ каналов разнесения, но каждый отсчет представлен однобитным числом ("0" или "1"). Это число показывает, что соответствующий отсчет ФЧХ находится либо в одной фазовой полуплоскости с одноименным отсчетом опорной ФЧХ (фиг.6а), либо в другой фазовой полуплоскости (фиг.6б), т.е.

$$\Phi_i^T = [b_{i1}, b_{i2}, \dots, b_{iM}], \quad (16)$$

где

$$b_{im} = \begin{cases} 1, & -90 \leq \varphi_{im} \leq 90 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

На передающей стороне полученная информация используется для расчета передаточных функций блоков предсказания информационного сигнала (в блоке 5) в соответствии с выражениями

$$T_i = [1, 1, \dots, 1] \quad (17)$$

- передаточная функция блока предсказания информационного сигнала, соответствующего опорному каналу разнесения;

$$T_i = [e^{j\varphi_{i1}}, e^{j\varphi_{i2}}, \dots, e^{j\varphi_{iM}}], \quad i = \overline{2, N}. \quad (18)$$

Если позволяют условия, то следует передавать и информацию об АЧХ каналов

разнесения, поскольку ее использование позволяет существенно увеличить помехоустойчивость когерентной разнесенной передачи. В этом случае для каждого канала разнесения, включая и опорный, следует передавать вектор отсчетов его АЧХ

$$A_i^T = [A_{i1}, A_{i2}, \dots, A_{iM}]. \quad (19)$$

При этом для представления каждого отсчета АЧХ достаточно использовать несколько разрядов, например 2-4 разряда. Выражения для передаточных функций блоков предсказания информационного сигнала тогда должны быть модифицированы

$$T_i = [A_{i1}^{q(b_{i1})}, A_{i2}^{q(b_{i2})}, \dots, A_{iM}^{q(b_{iM})}] \quad (20)$$

- передаточная функция блока предсказания информационного сигнала, соответствующего опорному каналу разнесения;

$$T_i = [A_{i1}^{q(b_{i1})}, A_{i2}^{q(b_{i2})}, \dots, A_{iM}^{q(b_{iM})}], \quad i = \overline{2, N}, \quad (21)$$

где  $q(b_{im})$  - функция преобразования

принятого двоичного числа в фазовый сдвиг; данная функция может быть задана в виде таблицы соответствия передаваемого n разрядного числа определенному фазовому сдвигу.

Описанные выше методики снижения объема передаваемой контрольной информации с приемной на передающую сторону носят общий характер и, в частности, могут быть также применены в ранее рассмотренном примере применения заявленного изобретения в системе связи с OFDM.

Пример аппаратной реализации блока предсказания информационного сигнала поясняет фиг. 5. Информационный сигнал сначала расфильтровывается с помощью набора M фильтров ( $18_1-18_M$ ) на M примыкающих частотных полос. Сигнал каждой частотной полосы перемножается со значением передаточной функции блока предсказания информационного сигнала на центральной частоте этой частотной полосы (эта операция выполняется с помощью перемножителей  $19_1-19_M$ ), и полученные результаты суммируются в сумматоре 20. С выхода сумматора 20 снимается требуемый предсказанный информационный сигнал.

Возможны и другие способы реализации блоков предсказания информационного сигнала. Например, блок предсказания информационного сигнала можно реализовать в виде фильтра, импульсная характеристика которого может быть получена с помощью обратного.

Возможны и другие способы реализации блоков предсказания информационного сигнала. Например, блок предсказания информационного сигнала можно реализовать в виде фильтра, импульсная характеристика которого может быть получена с помощью обратного преобразования Фурье передаточной функции блока предсказания информационного сигнала. Получение передаточной функции блока предсказания информационного сигнала подробно рассматривалось выше.

Иными словами, предсказание

информационного сигнала может осуществляться во временной и в спектральной областях, при этом достигаемый эффект улучшения помехоустойчивости приема будет одинаковым. Поскольку между временным и спектральным представлением сигнала существует взаимно однозначное соответствие, вид представления сигналов при реализации изобретения на передающей и приемной сторонах не имеет значения.

Заметим, что хотя в рассмотренных в описании примерах реализации изобретения используется пространственное или поляризационное разнесение, в заявляемом изобретении могут применяться любые известные виды разнесения (например, временное или частотное). Сущность изобретения, которая заключается в предсказании информационного сигнала в соответствии с передаточными функциями каналов разнесения для максимизации качества приема информационного сигнала, остается при этом неизменной.

Заявляемое изобретение по сравнению с известными техническими решениями в данной области техники позволяет повысить помехоустойчивость передачи сигнала в системе радиосвязи при частотно-селективных замираниях сигнала.

#### Формула изобретения:

1. Способ когерентной разнесенной передачи сигнала, заключающийся в том, что на передающей стороне формируют  $N$  каналов разнесения, формируют  $N$  пилот-сигналов и назначают каждому каналу разнесения свой пилот-сигнал, передают информационный сигнал через все каналы разнесения, а пилот-сигналы по соответствующим каналам разнесения, на приемной стороне оценивают передаточные функции каналов разнесения с использованием переданных пилот-сигналов, передают результаты оценки передаточных функций каналов разнесения на передающую сторону, на передающей стороне в соответствии с полученными результатами оценок осуществляют предсказание информационного сигнала, передаваемого через каждый канал разнесения таким образом, чтобы максимизировать качество

приема информационного сигнала на приемной стороне.

2. Способ по п.1, отличающийся тем, что пилот-сигналы каналов разнесения и информационный сигнал являются взаимно ортогональными.

3. Способ по п.1 или 2, отличающийся тем, что пилот-сигналы каналов разнесения и информационный сигнал занимают одну и ту же полосу частот.

4. Способ по п.1 или 2, отличающийся тем, что пилот-сигнал каждого канала разнесения представляет собой совокупность узкополосных пилот-сигналов, распределенных по полосе частот, занимаемой информационным сигналом.

5. Способ по п.1, или 2, или 4, отличающийся тем, что пилот-сигнал каждого канала разнесения представляет собой совокупность узкополосных пилот-сигналов, распределенных по полосе частот, выделенной системе радиосвязи, при этом полоса частот разделяется между узкополосными пилот-сигналами различных каналов разнесения и информационным сигналом.

6. Способ по п.1, отличающийся тем, что для осуществления предсказания информационного сигнала разбивают полосу частот информационного сигнала на  $M$  примыкающих частотных полос, осуществляют фильтрацию информационного сигнала в каждой частотной полосе, образуя  $M$  фильтрованных информационных сигналов, корректируют фазу и амплитуду каждого фильтрованного информационного сигнала в соответствии с результатами оценки передаточной функции соответствующего канала разнесения, образуя скорректированные фильтрованные информационные сигналы, которые затем суммируют.



7. Способ по п.1, отличающийся тем, что для осуществления предсказания информационного сигнала осуществляют прямое преобразование Фурье над информационным сигналом, результат преобразования перемножают с функцией, комплексно сопряженной с передаточной функцией соответствующего канала разнесения, и осуществляют обратное преобразование Фурье.


50

55

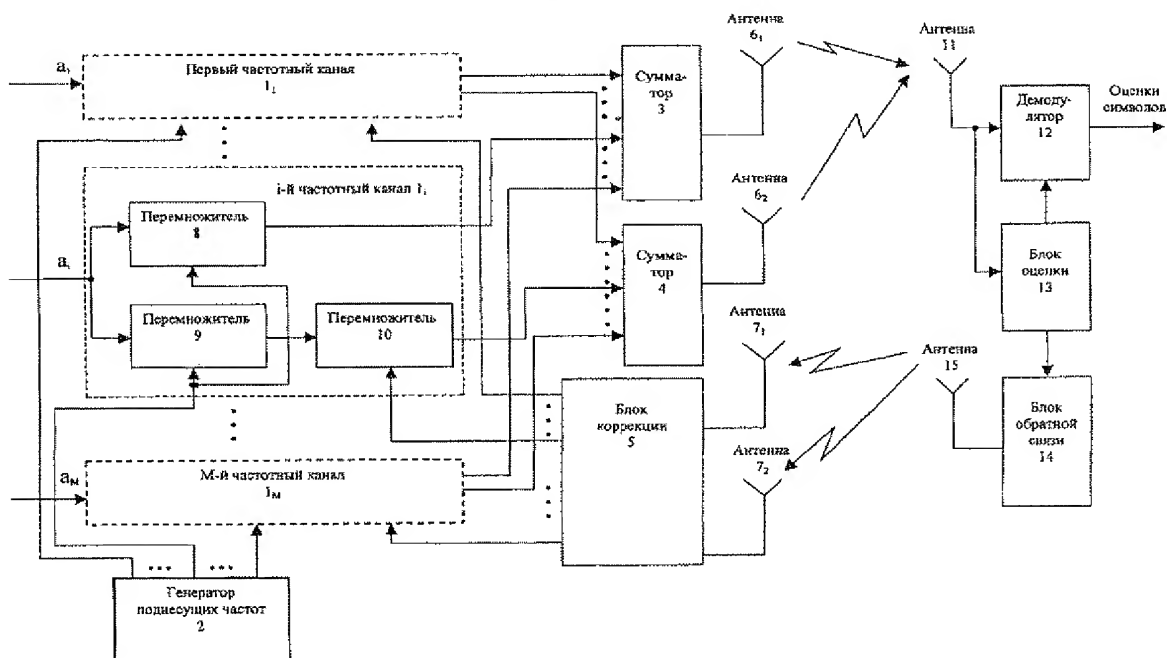
60



 - информационный символ (передается через обе разнесенные антенны)  - пилот символ первой антенны (передается только через первую антенну)

 - пилот символ второй антенны (передается только через вторую антенну)

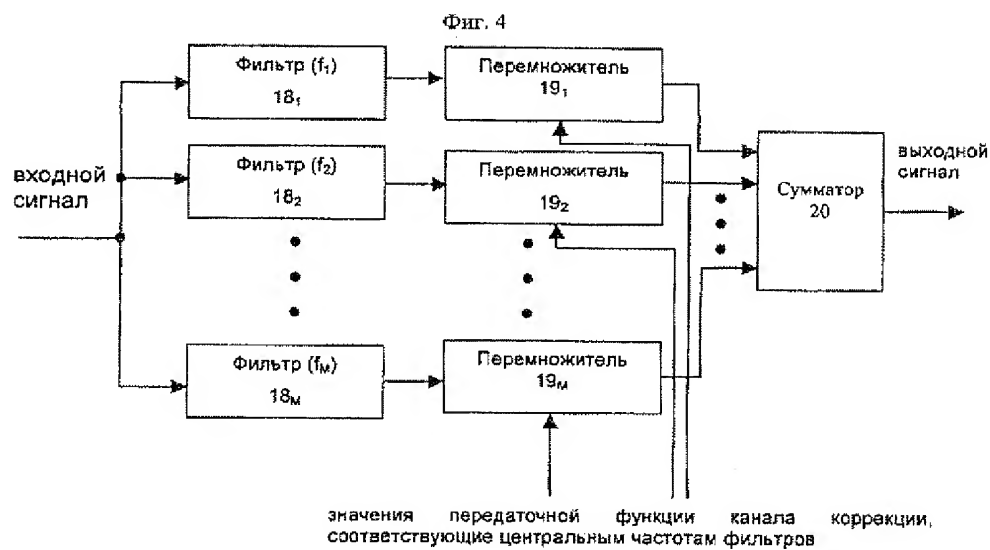
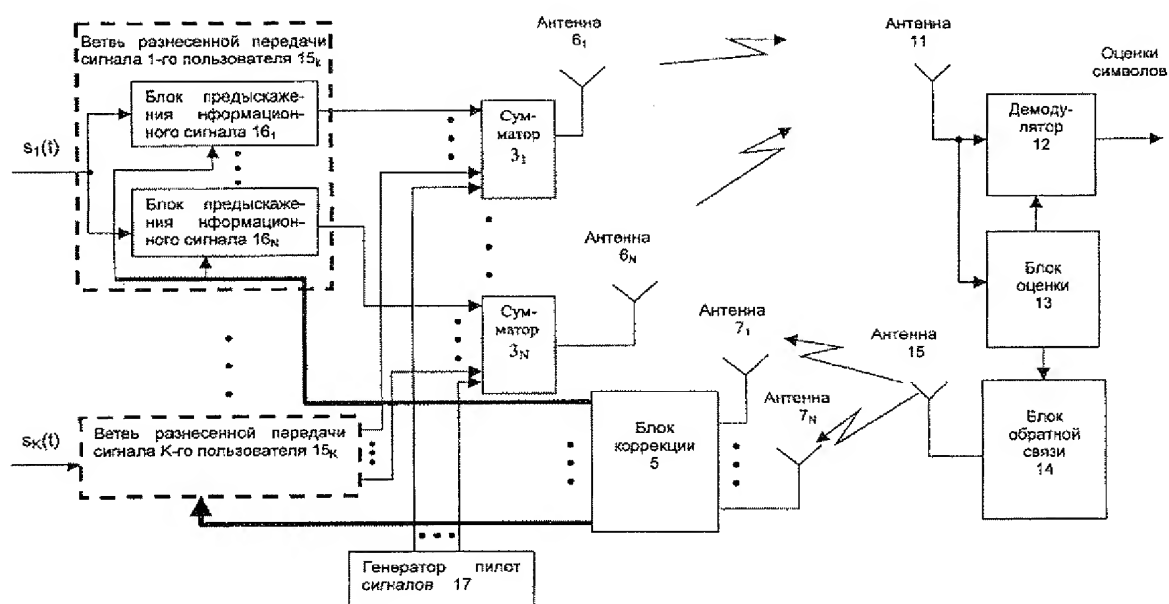
Фиг. 2



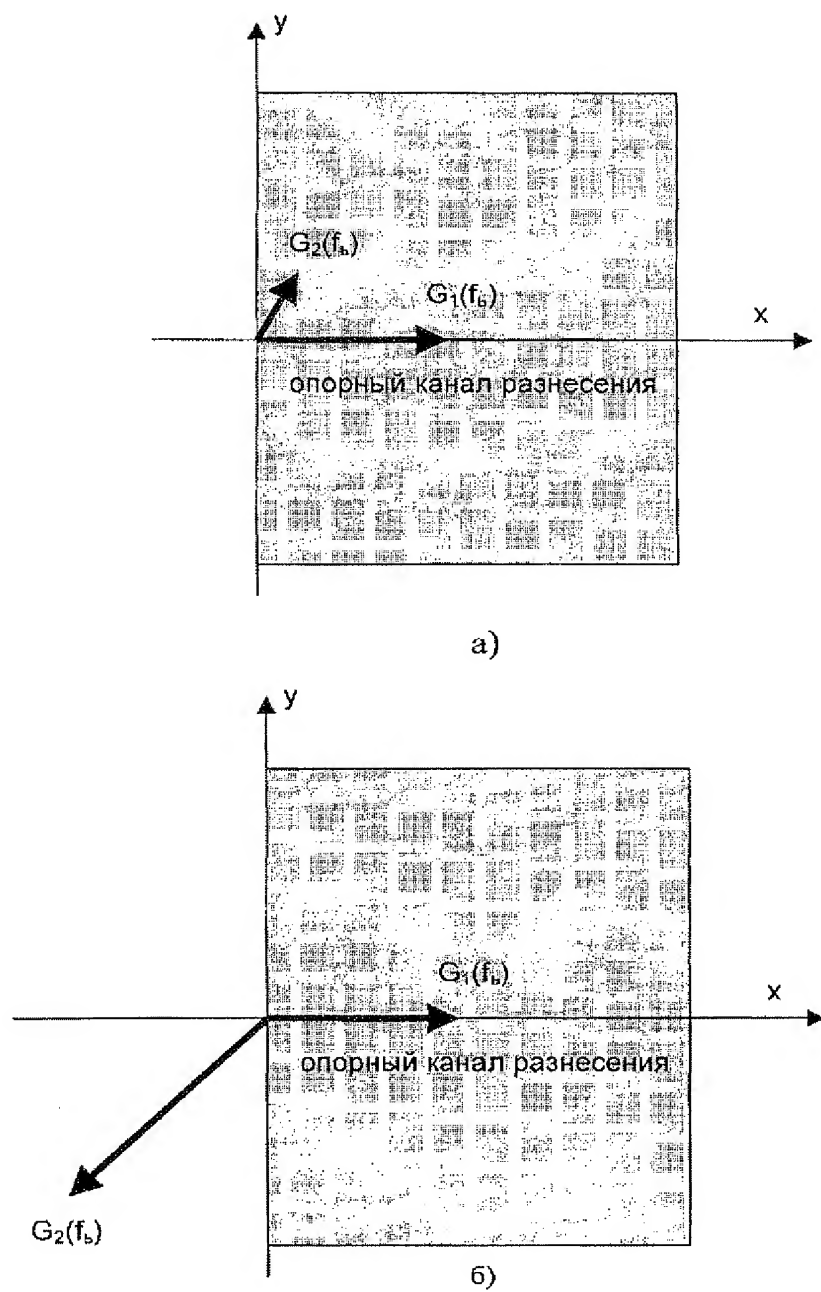
Фиг. 3

RU 2192094 C1

RU 2192094 C1



ФИГ. 5



Фиг.6